

证 明

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本

申 请 日: 2002 07 24

申 请 号: 02 1 34455.8

申 请 类 别: 发明

发明创造名称: 自耦互感式不间断电压变换方法及其不间断开关电源

申 请 人: 冉茂鑫

发明人或设计人: 冉茂鑫

中华人民共和国
国家知识产权局局长

王景川

2003 年 1 月 3 日

权利要求书

1、一种自耦互感式不间断电压变换方法，包括如下步骤：

中心控制单元对检测的输出回路、AC 交流输入以及电池的信号进行分析判断，响应计算机的指令，控制一脉宽调制器（PWM）工作；

由所述脉宽调制器（PWM）同步控制主功率变压器初级侧的高压开关回路和主功率变压器次级侧以自耦方式连接的低压开关回路同时工作；

当 AC 输入正常时，高压开关回路之主功率变压器以互感方式将高压电能经过其初级绕组耦合至次级绕组输出；

当 AC 输入低于设定值时，PWM 控制低压开关回路和高压开关回路同时工作，电池的部分能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头，自耦至次级绕组输出；

当 AC 输入突然中断时，低压开关回路在所述 PWM 的控制下，将电池组提供的全部能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头自耦至次级绕组输出。

2、根据权利要求 1 所述不间断电压变换方法，其特征在于：当 AC 输入突然中断时，电池组提供的能量同时耦合至主功率变压器的高压绕组感生出高频高压，进而变换成直流高压输出。

3、根据权利要求 1 所述不间断电压变换方法，其特征在于：所述主功率变压器是自耦互感变压器，它采用正激、或半桥、或推挽方式。

4、根据权利要求 1 所述不间断电压变换方法，其特征在于：在低压开关回路中，主功率变压器的次级绕组的自耦抽头（即低压自耦接入点）是如下确定的，由交流的最高输入电压来决定最小的工作系数（占空比） δ_{\min} ，由交流的容许最低输入电压来决定转换点工作系数（占空比） δ_{trn} ，按照算式 $N_L = V_{\text{Batt}} \delta_{\text{trn}} N_H / V_{\text{Hsin}} \delta_{\min}$ 计算出低压直流接入点对地的匝数 N_L ，式中， N_L

为低压直流接入点对地的匝数, V_{max} 为低压直流源回路在 L 点的电压最大值 (电池的浮充值), V_{Hmin} 为在电池最高放电点的交流输入电压有效值, N_{H} 为高压输入回路线圈的匝数, δ_{on} 为转换点工作系数 (占空比)。

5、一种自耦互感式不间断开关电源, 包括: 主功率变压器 (200); 脉宽调制器 (PWM); 电池组 (400); 由输入保护 (101)、高频滤波 (102)、整流电路 (103)、受脉宽调制器控制的高压开关 (109) 及主功率变压器的初级绕组 (201) 依次连接构成的高压开关回路; 主功率变压器 (200) 次级的低压整流输出电路 (500); 其特征在于还包括:

至少一个低压开关回路, 它由电池组 (400)、隔离二极管 (401)、受同一所述脉宽调制器 PWM 控制而同步于所述高压开关的低压开关 (402) 及主功率变压器的部分次级绕组 (202) 组成, 隔离二极管接于电池组与低压开关之间, 低压开关 (402) 另一端接次级绕组 (202) 相应的自耦抽头 (L), 电池组的能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头以自耦方式传输至次级绕组输出; 以及,

一个中心控制单元 (300), 用于接收低压输出、交流输入以及电池采样信号, 控制 PWM 工作, 并与计算机通信。

6 根据权利要求 5 所述自耦互感式不间断开关电源, 其特征在于: 还包括一个充电辅助电源, 它的输入接到直流高压总线 (108), 用于向电池组 (400) 充电, 同时给负载提供一备用电压。

7、根据权利要求 5 所述自耦互感式不间断开关电源, 其特征在于: 设有一个高压直流产生电路, 它由主功率变压器的初级绕组 (201) (即逆变时的次级绕组)、以及接于初级绕组的逆变整流管 (107) 和滤波电容 (105) 组成。

8、根据权利要求 7 所述自耦互感式不间断开关电源, 其特征在于: 还设有一个直流高压输出控制电路, 它由交流输入检测电路、隔离光耦合器、比较器以及继电器依次连接组成, 当交流输入值低于设定值时, 使继电器从交流输出转换到直流输出。

9、根据权利要求 5 所述自耦互感式不间断开关电源，其特征在于：所述脉宽调制器通过隔离驱动变压器（301）同步控制高压开关（109）和低压开关（402）工作。

10、根据权利要求 5 所述自耦互感式不间断开关电源，其特征在于：当用于半桥或推挽模式时，主功率变压器次级的两个带自耦抽头的次级绕组对称设置，中心接地，电池组分两路分别通过一个隔离二极管和一个低压开关接至所述的两自耦抽头，构成推挽自耦式低压开关回路。

11、根据权利要求 5 所述自耦互感式不间断开关电源，其特征在于：在所述的输入整流装置（103）的输出端（104）设置自动功率因素校正装置（APFC）。

说明书

自耦互感式不间断电压变换方法及其不间断开关电源

技术领域

本发明涉及电压变换技术，特别是一种自耦互感式不间断电压变换方法，以及实现所述方法的自耦互感式不间断开关电源。

背景技术

随着以网络和计算机为代表的信息产业迅速发展，如 INTERNET，B-2-B，等等，对供电设备的可靠性要求更高，相当多的设备都会装备热备份电源单元，有时甚至要求 UPS 热备份。但采用 UPS 电源，存在能量多次重复转换，成本高等问题。

开关电源电压适应范围宽，变换效率高，已被计算机、通信设备、电子产品等广泛采用。通常，开关电源均没有不间断供电功能，可靠性要求高的设备除配置开关电源外，往往需要另外配置 UPS 电源，致使投资成本大大增加。

专利号为 94221822.1 的中国专利《智能化能量互补在线不间断开关电源装置》提出一种不间断开关电源装置，该电源装置主要含主功率变压器、电池组、主功率变压器初级侧的两个各自隔离的高压开关回路和低压开关回路以及脉宽控制器 PWM 等，由 PWM 控制的高压开关回路和低压开关回路同步工作。其能量转换都是互感的方式，在低压开关回路工作时，同样符合基本的电磁感应定理。但是，在低压大电流的情况下，其效率较低，且存在较大的漏磁通造成的干扰。

发明内容

鉴于现有技术存在的上述不足，本发明提出一种自耦互感式不间断电压变换方法及其不间断开关电源，其采用一个脉宽控制器控制主变压器初级侧

的高压开关回路和主变压器次级侧的低压开关回路同步工作，将交流电能和电池组电能适时变换成直流低压输出，以达到提高效率，节约能源，节省投资成本。

本发明提出的自耦互感式不间断电压变换方法，包括如下步骤：

中心控制单元对检测的输出回路、AC 交流输入以及电池的信号进行分析判断，响应计算机的指令，控制一脉宽调制器（PWM）工作；

由所述脉宽调制器（PWM）同步控制主功率变压器初级侧的高压开关回路和主功率变压器次级侧以自耦方式连接的低压开关回路同时工作；

当 AC 输入正常时，高压开关回路之主功率变压器以互感方式将高压电能经过其初级绕组耦合至次级绕组输出；

当 AC 输入低于设定值时，PWM 控制低压开关回路和高压开关回路同时工作，电池的部分能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头，自耦至次级绕组输出；

当 AC 输入突然中断时，低压开关回路在所述 PWM 的控制下，将电池组提供的全部能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头自耦至次级绕组输出。

当 AC 输入突然中断时，电池组提供的能量同时耦合至主功率变压器的高压绕组感生出高频高压，进而变换成直流高压输出。

本发明方法可适用于正激，或半桥、或推挽方式的电压变换电路。主功率变压器可采用正激、或半桥、或推挽方式。

实现上述方法的一种自耦互感式不间断开关电源，包括：主功率变压器（200）；脉宽调制器（PWM）；电池组（400）；由输入保护（101）、高频滤波（102）、整流电路（103）、受脉宽调制器控制的高压开关（109）及主功率变压器的初级绕组（201）依次连接构成的高压开关回路；主功率变压器（200）次级（202）的低压整流输出电路（500）；其特征在于还包括：

至少一个低压开关回路，它由电池组（400）、隔离二极管（401）、受同一所述脉宽调制器控制而同步于所述高压开关的低压开关（402）及主功率变压

器的次级绕组(202)的一部分组成,隔离二极管接于电池组与低压开关之间,低压开关(402)另一端接次级绕组(202)相应的自耦抽头(L),电池组的能量经过主功率变压器的次级绕组自耦抽头以自耦方式传输至次级绕组输出;以及,

一个中心控制单元(300),用于接收低压输出、交流输入以及电池采样信号,控制PWM工作,并与计算机通信。

本发明突破了开关电源仅一路输入工作的常规思维,采用双路输入,并将主功率变压器的低压放电绕组经过等效变换,改为从低压次级绕组上适当位置的自耦抽头输入,即将低压开关回路以自耦方式设置于主功率变压器次级侧,通过一个脉宽调制器(PWM)同步控制主功率变压器初级侧的高压开关回路和次级侧的低压开关回路的工作,将交流电能和电池组电能适时地转换成直流低压输出。

其能量转换方式在高压工作时是互感方式,而在低压直流(第二能源)工作时,则是自耦和互感并行的,大大提高了低压回路的效率,降低漏磁通造成的干扰,线路大为简化,节约能源。

本发明的自耦互感式不间断开关电源,工作可靠,转换效率高,节约能源;广泛适用于计算机网络、通信设备、电子产品等设备配套使用,无需另外配置UPS电源,可节省投资成本。

附图说明

图1A为互感变压器的示意图;

图1B为自耦变压器的示意图;

图1C为自耦互感变压器的示意图;

图2为不同方式变换器的自耦互感主变压器的原理图,其中,

2A是单端正激模式,采用较低压的第二能源;

2B是单端正激模式,采用较高压的第二能源;

2C是半桥/推挽自耦模式,采用较高压的第二能源;

图 3 为本发明方法的一实施例不间断开关电源方框图；

图 4 为图 3 的高压输入回路的具体电路路图；

图 5 为图 3 的高压输出部分电路路图；

图 6 为图 3 的低压输入回路和多路输出回路电路图；

图 7 为图 3 的一独立的 DC/DC 充电辅助电源电路。

具体实施方式

按照本发明方法，其主功率变压器的设计原则是：主功率变压器初级为高压绕组，次级为低压绕组，作为第二能源输入端的接入点是在次级绕组上的适当位置的抽头。所述变压器的设计原则适用于：包括正激单端变换式(图 1A, 1B)，半桥（或推挽）双端变换式(图 1C)，等电路形式。

分析如下：

标准双线圈的变压器如图 1A 所示， U_1 为输入电压， I_1 为输入电流，初级绕组为 N_1 ， U_2 为输出电压， I_2 为输出电流，次级绕组为 N_2 。

则，传输功率为

$$P_t = U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad \text{..... (1)}$$

在自耦方式下，变压器如图 1 B 所示，

初，次级的磁势平衡关系为：

$$I_1 (N_1 - N_2) = (I_2 - I_1) N_2 \quad \text{..... (2)}$$

传输功率仍为：

$$P_t = U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad \text{..... (3)}$$

等效为互感式的功率为：

$$P_s = (U_1 - U_2) I_1 = U_2 (I_2 - I_1) \quad \text{..... (4)}$$

两种传输功率的比，为：

$$\begin{aligned} P_s / P_t &= (U_1 - U_2) I_1 / U_1 I_1 \\ &= (U_1 - U_2) / U_1 < 1 \quad \text{..... (5)} \end{aligned}$$

这说明,在同一个体积的变压器上,自耦方式的传输功率大于互感方式。在同等的传输功率要求下,自耦方式的传输效率高于互感方式。

基于以上的原理,本发明提出互感与自耦相结合的设计,以达到提高总体效率的目的。

其自耦互感变压器的原理如图 1 C 所示。其设计的要点是:

令 该变压器从高压交流取得的能源功率为 P_H

从低压直流取得的能源功率为 P_L

输出功率为 P_O

总变换效率为 η

整个变压器的功率平衡为:

$$P_O = (P_H + P_L) \times \eta \quad \text{..... (6)}$$

$$P_L = P_O \eta^{-1} - P_H \quad \text{..... (7)}$$

当 AC 交流高压输入经 AC/DC 变换,再由高压开关工作形成的频率 f 的高频电压 V_H 加到所述变压器的初级绕组 N_H 上,同时在次级各抽上耦合出电压 V_O , 其对应的次级匝数为 N_O , 这感应出的电压 V_O 是按一定的匝数比作为输出低压直流电压而设定的。

即为标准公式:

$$V_H / V_O = N_H / N_O \quad \text{..... (8)}$$

式中, V_H 高压输入电压

V_O 低压输出电压

N_H 高压输入绕组匝数

N_O 低压输出绕组匝数

设: 电池组 (或其他第二能源), 经过 PWM 同步驱动的低压开关管而接到所述主变压器的次级的 L 点上的电压为 V_L , L 点对地匝数为 N_L 。 则: 该点 L 在未接电池时, 它所对应于初级工作时而产生的电压为 V_L :

$$V_H / V_L = N_H / N_L$$

$$V_L = (N_L \times V_H) / N_H \quad \dots\dots\dots (9)$$

设最高放电点在交流输入有效值为 V_{Hmin} (可选为 60% ~ 80% V_H)，根据每个设计的不同需要而定。则对应的脉宽调制(PWM)的工作系数(占空比) δ 亦将相应选定。

$$V_{Hmax} \delta_{min} = V_{Hmin} \delta_{trn} \quad \dots\dots\dots (10)$$

V_{Hmin} 高压输入电压最小值 (电池放电起始)

δ_{trn} 放电起始时的工作系数(占空比)

并符合不同线路方式对工作系数(占空比) δ 的不同的规范。

本发明所拟订的低压自耦接入点的计算方法如下：

1. 由交流的最高输入电压来决定 最小的工作系数(占空比) δ_{min}
2. 由交流的容许最低输入电压来决定转换点工作系数(占空比) δ_{trn}

$$N_L = V_{Bmax} \delta_{trn} N_H / V_{Hmin} \delta_{trn} \quad \dots\dots\dots (11)$$

式中：

N_L 低压直流接入点对地的匝数。

V_{Bmax} ... 低压直流源回路在 L 点的电压最大值 (电池的浮充值)。

V_{Hmin} 在电池最高放电点的交流输入电压有效值。

N_H 高压输入回路线圈的匝数。

δ_{trn} 转换点工作系数(占空比)。

若 V_{Hmin} 则 AC 交流电压下跌到 V_{Hmin} 前，所述的电源装置仍由 AC 交流输入提供全部能量。电池在 $V_H = V_{Hmin}$ 以上时，是不放电的。尽管低压开关管此时仍处于开/关的工作状态。

而当 V_H 的电压，下滑到 V_{Hmin} 以下时， V_L 开始小于 V_B ，电池于是开始放电。

此时，需要第二能源 (电池) 补充的能量是；

$$P_L = P_o - P_H$$

$$= I_L V_{\Delta}$$

$$\text{则 } I_L = P_L / V_{\Delta} \quad \text{..... (11)}$$

直到 V_H 跌落到 0 时

$$\text{即 } V_H = 0 ;$$

$$\text{则 } P_H = 0$$

$$\text{则 } P_L = P_0 (\eta^{-1}) \quad \text{..... (12)}$$

即是由低压能源输出全部功率给负载。

该变压器的工作模式已过渡成为自耦变压的模式为主，而高压绕组成为互感的次级线圈。

对于低压输出的 V_O 来说，

$$\text{令 低压直流输出的放电电流分量为 } I'_B$$

$$\text{即: } I'_B = (I_O - I'_B) N_O / (N_L - N_O) \quad \text{..... (13)}$$

对于 高压输出来说，

$$\text{令 高压互感输出的放电电流分量为 } I''_B$$

$$\text{即: } I''_B = I_{HO} N_H / N_L \quad \text{..... (14)}$$

则， 总放电电流为：

$$I_B = I'_B + I''_B \quad \text{..... (15)}$$

由于铁芯的材料和本回路各半导体器件，滤波网络器件的特质差异，具体设计时， N_L 的匝数需要根据实际实验的数据，作适当的调整。

综上所述，经过对主功率变压器电磁关系的适当设计，配合适当的外围电路，就可以实现两路能源输入自动补偿的功能，而达到在线不间断的目的，同时，得到较高的转换效率。

本发明的主功率变压器是自耦互感变压器，它可以采用正激、或半桥、或推挽方式。

图 2 为不同方式变换器的自耦互感主变压器的原理图。

图 2A 是单端正激模式，采用较低压的第二能源，例如+12V 电池组等；

电池组、隔离二极管 D4、低压开关 (LV SW) 和主变压器次级的自耦抽头绕组依次串联构成低压开关回路。

图 2B 是单端正激模式, 采用较高压的第二能源, 如+24V 电池组等, 主变压器次级的自耦抽头绕组匝数相应增加, 其连接方式同图 2A。

图 2C 是半桥/推挽自耦模式, 采用较高压的电池组作第二能源。主变压器次级的两带自耦抽头的次级绕组对称设置, 中心接地, +24V 电池组分两路分别通过一个隔离二极管和一个低压开关接至所述的两自耦抽头, 构成推挽自耦式低压开关回路。

本发明方法的典型实施例如图 3 所示, 它为一个双路输入多路输出的开关电源装置。装置主要包括: 主功率变压器(200); 脉宽调制器(PWM) ; 电池组(400);

一高压开关回路, 由 AC 输入(CON1), 经过输入保护电路(101), EMI 滤波电路(102), 到整流桥(103)的交流侧, 再由整流桥的负极输出, 经由自动功率因数校正电路 APFC(104), 二极管 D(106), 滤波电容 C(105)形成直流高压总线 (108), 连接到主变压器(200)的初级绕组(201)一端, 经高压开关 Q(109)再到整流桥的正极, 组成高压开关回路。

一低压开关回路, 由电池组(400)经过二极管(401)连接到低压开关(402), 再连接到主变压器(200)的次级(202)的一个相应抽头 L 点(202L)再经此绕组接地到电池的负极, 组成低压开关回路。

一中心控制回路, 由 PWM 控制(302)及各控制和保护电路组成的中心控制单元(300)的输入连接到输出采样反馈(600), 和电池组 (400), 并连接到 AC 检测电路输出(803), 脉宽调制器(302)输出接到一隔离驱动变压器(301), 由该驱动变压器的次级分为独立的两组, 分别接到高压开关(109), 和低压开关(402), 以实现高、低压开关的同步 PWM 控制。同时, 该中心控制单元(300)还把从输出各电压及电流反馈采样 (600), 和从电池 (400) 来的电压采样与各预设定进行比较, 而实现各种保护。

一充电及辅助电源回路(900)，高压总线(108)连接到一独立的 DC/DC 模块(900)，再输出连接到电池组(400)，对电池充电。还连接到 AC 检测控制回路(803)，以决定当 AC 正常时才对电池充电。并且另一路为备用辅助电压 (+5VSB) 输出。同时，也可提供一路中心控制单元(300)工作电压。

一低压整流输出电路(500)，由主变压器(200)的次级(202)的不同电压的绕组(A, B, C, D)，各自的整流滤波部分组成多组传统输出电路，输出给不同的负载。

一配合计算机 232 接口的智能接口(700)，本接口电路由中心控制单元(300)的连接得到交流正常信号和电池正常信号，经过本接口的逻辑处理成为符合 232 通信的标准，再连接到计算机的 232 接口，以实现软件对本装置的监控，同时，通过计算机网络，发出关于本装置状态的信息。同时，本接口电路还接受自 RS232 接口来的关机信号，以实现某些软件关机功能。

还设有一个高压直流产生电路，它由主功率变压器的初级绕组(201)(即逆变时的次级绕组)、以及接于初级绕组(201)的逆变整流管(107)和滤波电容(105)组成。

所述逆变的直流输出电压，通过一个直流高压输出控制电路输出，它由交流输入检测电路、隔离光耦、比较器以及继电器依次连接组成，当交流输入值低于设定值时，使继电器从交流输出转换到直流输出。

高压回路实施电路见图 4。本部分从 AC 输入插座到主变压器的高压侧线圈止。组成如下：一个 AC 输入插座(CON1)，连接一个保险(F1)及一个冲击电流抑制器(TH1)和一个跨接的浪涌电压抑制器(TH2)，再连接到 EMI 滤波网络(C1、C2、C3、C4、L1)，到一桥式整流器 BR1(103)的两交流输入端，形成交流高压输入回路。整流器 BR1(103)的直流输出再经过一自动功率因素校正电感(104)、二极管 D1(106)和平滑滤波储能电容 C6(105)形成高压直流总线，再接到主变压器 T(200)高压绕组(201)，经高压开关管 Q2(109)的 D-S 极，连接到高压地(120)，而形成高压工作回路。

由自动功率因数校正 IC(111)，经过调整管 Q1 (110)及电阻 R2 和在电感 (104)上的采样回路以及电感 (104)和二极管 D1 共同组成自动功率因数校正电路。

开关管 Q2(109)的 G 极，经 R7 连接到驱动隔离变压器 T2(301)次级一绕组，其初级绕组经过 C26 连接到中心控制单元(300)控制的 PWM 输出。

高压回路工作原理是：AC(CON1)输入经过输入保护(101)、高频滤波(102)到整流器(103)的两交流输入端，形成交流高压输入。整流器(103)的直流输出端经过 APFC 的电感 (104)和二极管 D1 (106)，形成稳定的直流高压。

当本装置工作时，直流高压经过受 PWM 控制的 Q2 (109)形成振荡，由主变压器(200)将能量转换传输到低压侧绕组(202)输出给负载。

当 AC 输入低于设定值而不为 0 时(例如，低于 110 伏系统的 90 伏特时)，APFC 将会脱离控制状态，则直流高压的电压会跟随 AC 输入降低而降低。此时，主变压器 T(200)的低压侧(202L)的电池回路开始放电以补充能量。

当 AC 为 0 时，则全部由电池回路(400)放电提供能量，同时主变压器的高压侧(201)产生感应电压经过 D4(107)和 C6 (105)、C8 而在高压总线(108)上得到直流高压，输出给高压负载显示器，使之仍然连续工作。

图 5 高压输出回路及其控制。本部分由 AC 输入插座(CON1)连接到高压输出的继电器 RL(811)的常闭端(811C)，而由高压直流连到继电器 RL(811)的常开端(811D)，而高压输出插座(CON2)接到继电器 RL(811)的活动端(811D)。

AC 检测电路(801)由光耦合器 OP1(802)、电阻 R13 和电容 C1 组成，AC(CON1)的两端分别串联电容 C1、电阻 R13 再连到光耦合器 OP1(802)的输入端。

光耦合器 OP1(802)的输出经一平滑电容 C2 和电阻 R3、R2 分压后，连接到同相位电压比较器 IC(803)输入端，IC(803)输出信号经 R5 到 Q3 去驱动继电器 RL，同时经过 R5 驱动 Q4 输出一交流正常(AC OK)的信号。

其工作过程是：当 AC 正常时，由 AC 输入 CON1 进来的 AC 电压在 C1 上的抗 Xc 降压后输入光耦 OP1 的输入端，使光耦 OP1 接收管导通为低电平，使电压比较器 IC(803) 的输入为低电平，再经 Q4 输出高电平 AC OK 信号，去控制充电回路，为电池充电，再经过软件智能接口(700)，给计算机的 CPU 发出 AC 正常信号。

当 AC 输入低于设定值时，而光耦 OP1 的输出为高电平，则比较器 IC(803) 的输出由低翻转为高，使输出为低，就使充电回路停止充电。同时给计算机的 CPU 发出一个无 AC 信号。同时经过 Q3 去驱动继电器翻转，以取得高压直流向显示器供电。

图 6 为低压开关回路和多路低压输出回路图。本部分由电池(400)经过低隔离二极管 D15 (401) 和低压开关管 Q8 (402) 进入主变压器的低压侧(202)的一个自耦变压抽头点(L)，经过此抽头所对应的绕组到地，组成低压开关回路。该绕组的匝数是由低压源(400)的电压极性和电压值经过上述低压自耦接入点的计算方法和实验调整而决定。所述低压开关管 Q8 (402) 的 G 极经过电阻 R30 连接到驱动变压器 T2(301) 次级的另一个绕组。

低压开关回路的工作原理如下：

当 AC 输入高于设定值时，虽然低压回路的开关管 Q8 (401) 亦在 PWM 经过驱动变压器 T2(301) 控制同步工作，但因变压器匝比关系，使低压侧上 L 点的感应电压 V_L ，大于电池(400)的电压减去隔离二极管 D15 (401) 和低压开关管 Q8 (402) 的压降后的电压 V_b ，使开关管 Q8 (401) 在导通时没有电流。

当 AC 输入低于预定值时，能量在主变压器初级绕组(201)上的电压 V_L 就会降低，那么在次级绕组的感应电压 V_L 也会降低，如果抽头 L 点的电压 V_L 低于从电池(400)来的电压 V_b ，则电池(400)就开始放电，以补充能量。

如果该主变压器初级绕组(201)上经 AC 输入来的电压 V_{in} ，降低到低于由电池放电，在该初级绕组(201)上的感应电压 V_{in} 时，即全部能量都由电池提供，同时该感应电压 V_{in} 经过整流滤波后，再经过继电器转接到高压输出

(CON2) 去支持显示器。

在电池工作时，PWM 将会随着电池放电电压的逐步下降而调宽，以维持低压输出(500)的稳定。直到电池电压下降到预设的保护值时。即会由中心控制单元 CCU(300) 自动关掉本装置

本例的多路低压输出回路与现有电路相同，由主变压器 T (200) 的次极侧不同匝数绕组及其相应的整流和滤波回路组成。通常具有 +5V，+12V，-12V，+24V 等等输出。

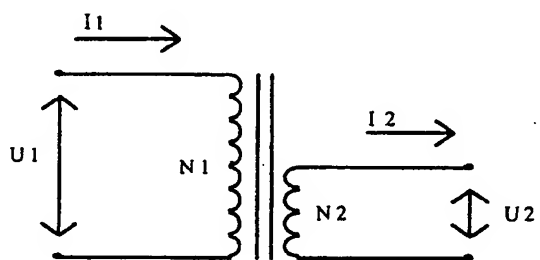
图 7 为 本发明的充电辅助电源部分，由直流高压端连接到一 PWM 控制电路 (U900) 和一小功率开关管 (Q901) 连接到一辅助的变压器 (T4)，由此变压器的次级输出两路电压：一路是充电电压 (910) 经过整流滤波连接到一限流稳压模块 (U12) 经过一调整电阻 (R27) 和一隔离二极管 (D16) 和一过流保护装置 (F2) 再连接到电池 (400)，给电池充电。本限流稳压模块 (U12) 还受到由交流检测电路 (803) 来的交流正常与否的信号的控制，当交流正常时就对电池充电，交流不正常时就关断充电。

同时，另有一路输出连接到中心控制单元 (300)，可为其提供工作电压。

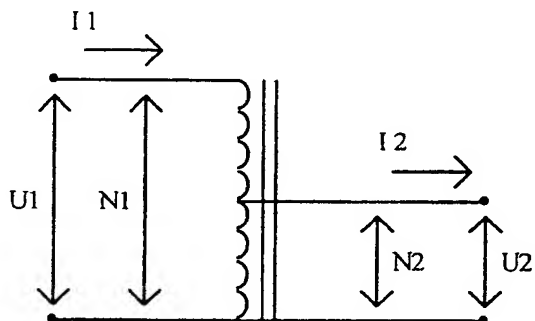
再一路输出是受本辅助 PWM 控制电路 (U900) 调控输出的辅助电压 (920)，经过一隔离二极管 (D901) 输出给负载的辅助电路 (如计算机的 +5V SB)。

20

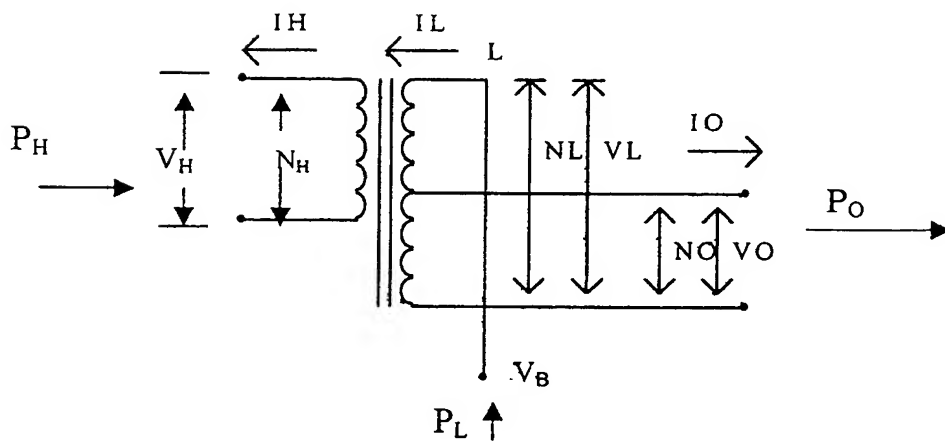
说明书附图



(A)



(B)



(C)

图 1

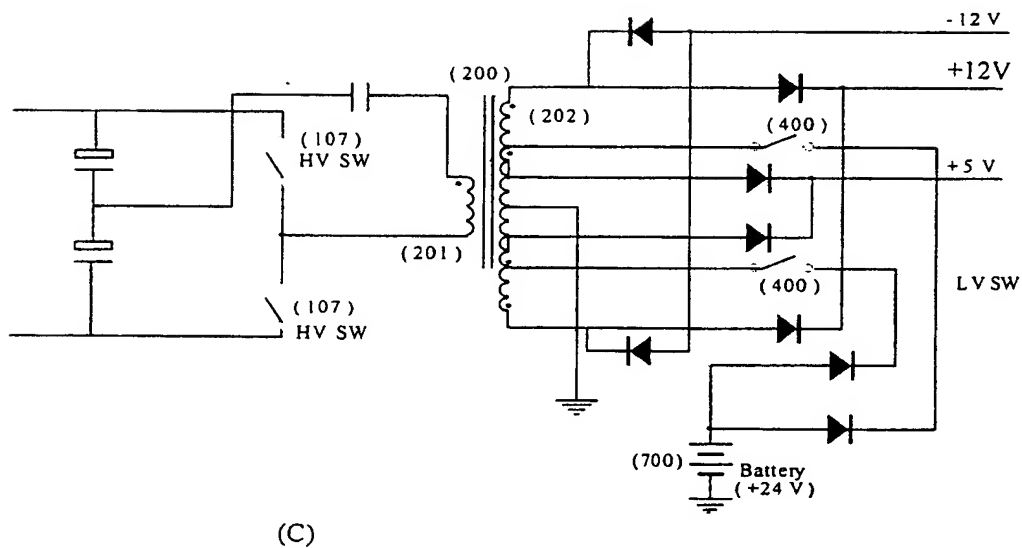
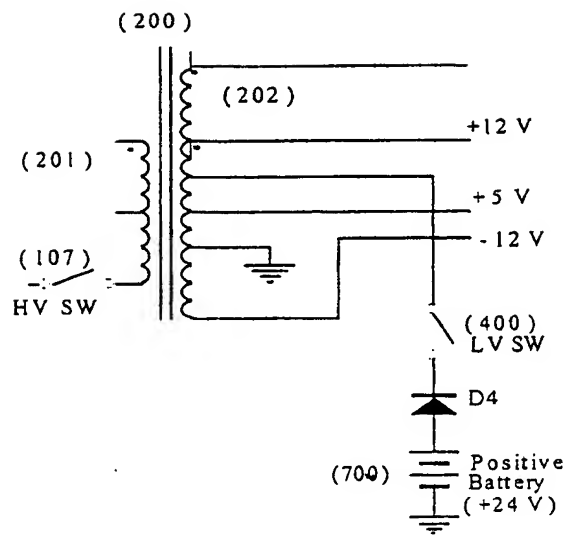
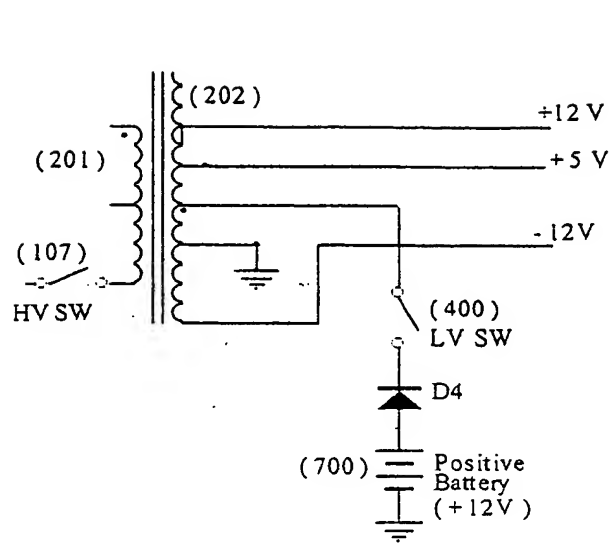


图 2

23

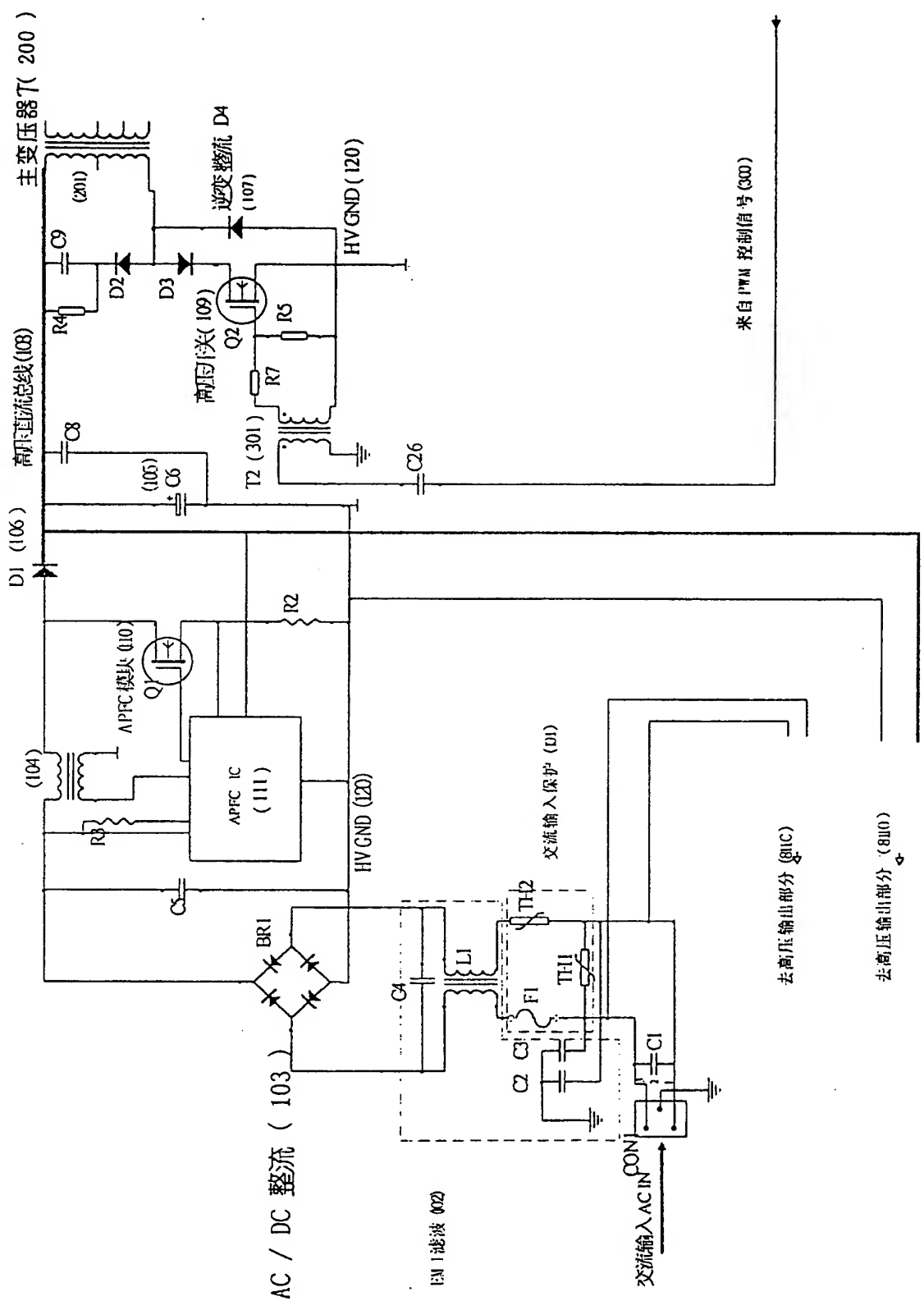


图 4

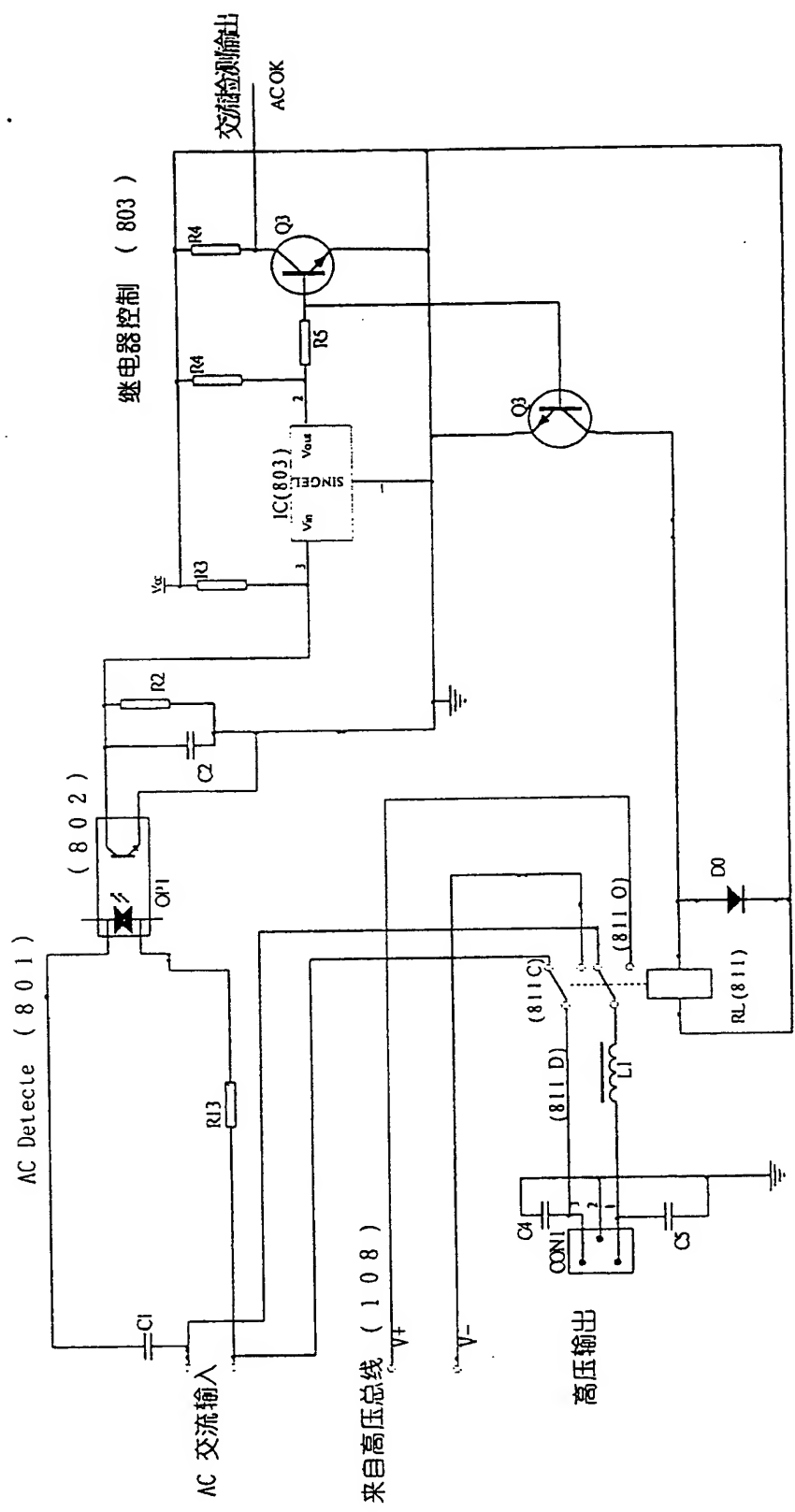


图 5

25

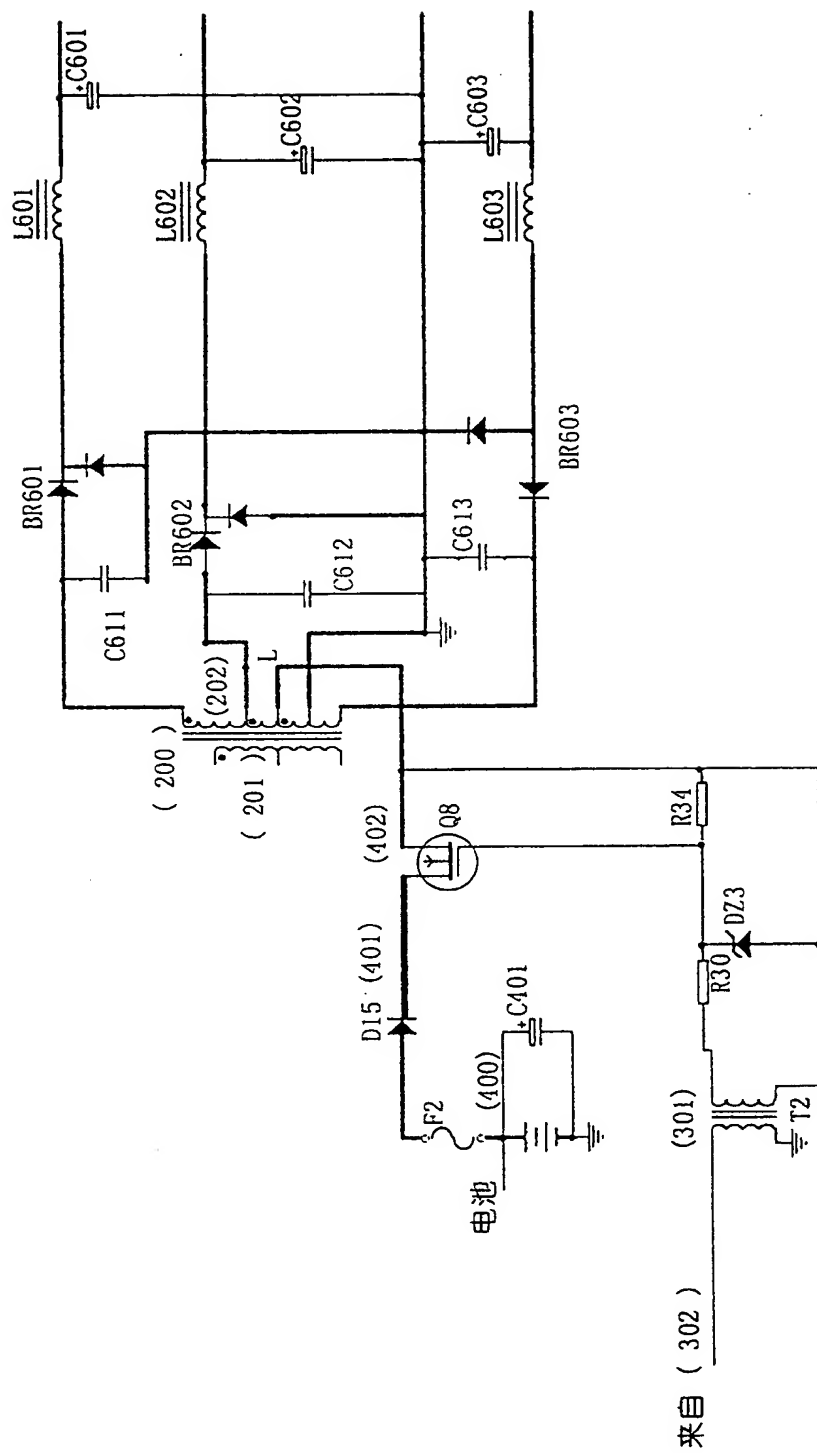
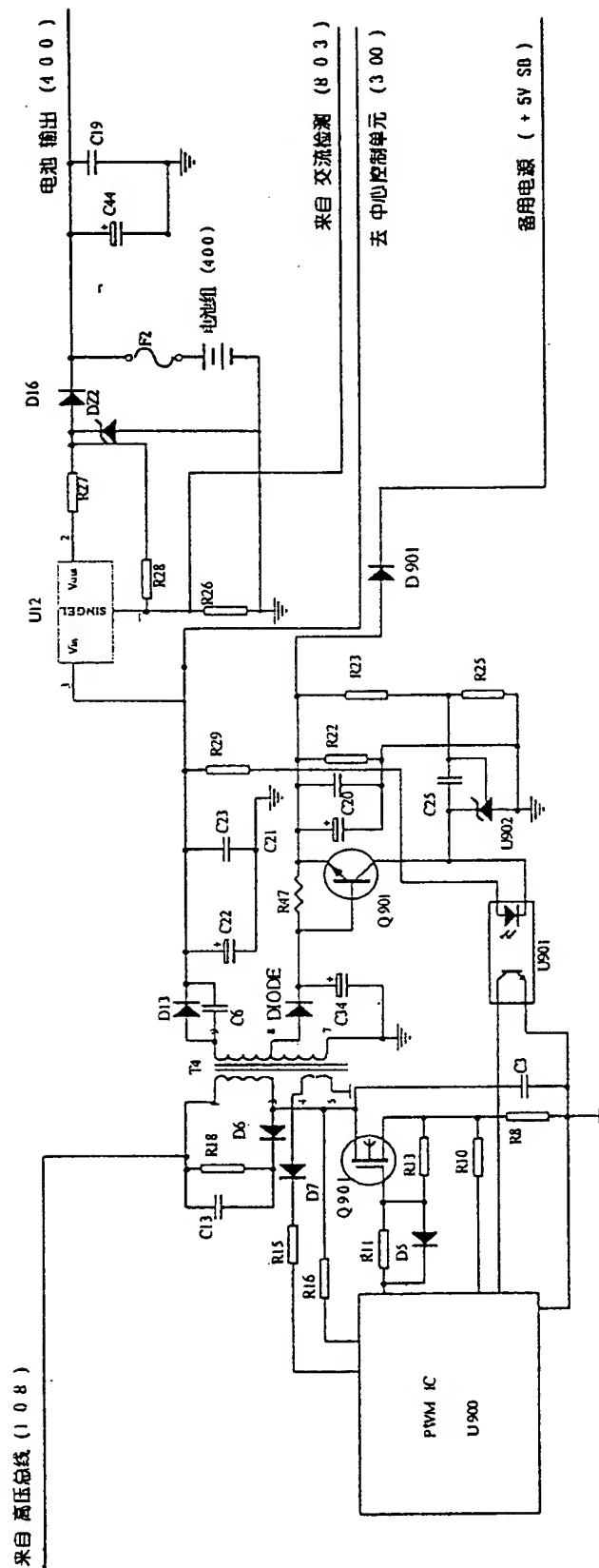


图 6



7
图